

# Modelo Electrotérmico Gran Señal de la Fuente de Corriente $I_{ds}$ de los Transistores GaAs MESFET y HEMT

Mohamed Chaibi<sup>(1)</sup>, Tomás Fernández<sup>(1)</sup>, Mohamed Aghoutane<sup>(2)</sup>

mohamed.chaibi@unican.es, tomas.fernandez@unican.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.

Avd. de los Castros, s/n, 39005, Santander, Spain.

<sup>(2)</sup> Dpt. de Physique. Faculté des Sciences. Université Abdelmalek Essaadi.

B.P. 2121 Tétouan, Morocco.

**Abstract-** This paper describes an accurate approach to modelling the effect of ambient temperature (from  $-70^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ ) on the I/V characteristics of the drain to source  $I_{ds}$  current source of Gallium Arsenide (GaAs) MESFET and HEMT transistors under DC and/or pulsed operation. The proposed approach can be applied to any existing DC drain to source current models to increase their accuracy and rang of operation. Starting from a single-current source model, based on the I/V DC and pulsed measurements, a new model allows the user to simulate both DC and large signal behaviour of the device over a range of temperature is presented. This model takes into account all the second order effects (frequency dispersion, self-heating due to the operating point and ambient temperature effect) present in this kind of devices. The accuracy of the proposed approach will validate when comparing the simulation with experimental results.

## I. INTRODUCCIÓN

Los transistores GaAs MESFET y HEMT son muy utilizados actualmente en circuitos y sistemas de comunicaciones por satélite y en equipos embarcados tanto para aplicaciones civiles como militares donde las condiciones climatológicas son muy diferentes y cambiantes. Por ello, a la hora de suministrar modelos a diseñadores y foundries de dichos dispositivos, se ha de tener controlado el efecto que los cambios de temperatura provocan en el comportamiento de los mismos. El cambio de la temperatura del ambiente de funcionamiento del transistor afecta mucho su comportamiento sobre todo sus características corriente-tensión (I/V) y por lo tanto su transconductancia y su conductancia de salida.

Además de los efectos de la temperatura externa, estos transistores presentan otros efectos dispersivos internos de índole física denominados “efectos de segundo orden”, que fuerzan al dispositivo a comportarse de forma distinta a lo que se considera comportamiento normal, bajo determinadas condiciones de operación, donde encontramos la dispersión frecuencial y el auto-calentamiento producido por la potencia disipada debido al punto de polarización.

Muchos trabajos se han dedicado a desarrollar modelos lineales y no lineales de estos transistores incluyendo el modelado de los efectos dispersivos y el efecto de la temperatura ambiente tanto a temperaturas altas como criogénicas [1-4].

El objetivo de este trabajo es la extensión de un modelo no lineal de la fuente de corriente  $I_{ds}$  de los transistores GaAs MESFET y HEMT desarrollado por los autores de este trabajo [5] para llevar a cabo un modelo universal de la fuente  $I_{ds}$  que será capaz de reproducir la dependencia de las características I/V con la temperatura ambiente en régimen de funcionamiento de DC como en régimen dinámico, para el uso en los simuladores circuitales

comerciales en un rango de temperatura que abarca desde  $-70^{\circ}\text{C}$  hasta  $70^{\circ}\text{C}$ , siendo unas condiciones consideradas como rango militar.

Los parámetros del modelo que controlan su dependencia con la temperatura se extraen únicamente a partir de las medidas de las características I/V en régimen de DC para varias temperaturas mientras que los parámetros que controlan su comportamiento dinámico se extraen a partir de las medidas pulsada de las características I/V en unos pocos puntos de polarización bien elegidos en una sola temperatura denominada temperatura de referencia ( $27^{\circ}\text{C}$ ).

## II. DESCRIPCIÓN DEL MODELO

Puesto que, el modelo a desarrollar no solo debe dar cuenta del comportamiento en DC y dinámico del transistor, sino que también deberá reproducir de forma continua y fiel el comportamiento de las derivadas de orden superior de la fuente de corriente  $I_{ds}$ , se toma como modelo de partida un modelo ecuacional que asegura estas características [6]. Así, la ecuación base a la que se realiza el ajuste del comportamiento en DC y en temperatura del transistor viene dada por:

$$I_{ds} = I_{dss} \cdot e^{\left(-\left(v_{giffch} / \mu\right)\right)} \cdot \left(v_{giteff}\right)^{\left(E + K_E \cdot v_{gsi}\right)} \cdot \left(1 + \frac{S_S \cdot v_{dsi}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_L \cdot v_{dsi}}{I_{dss} \cdot (1 - K_G \cdot v_{gsi})}\right) \quad (1)$$

$$v_{giteff} = \frac{1}{2\eta} \cdot (\chi \cdot v_{git} + v_{gitlch}); \quad v_{gitlch} = \ln(2 \cdot \cosh(\chi \cdot v_{git})) \quad (2)$$

$$v_{giffch} = \ln(2 \cdot \cosh(v_{giff})); \quad v_{git} = v_{gsi} - (V_P + \gamma \cdot v_{dsi}) \quad (3)$$

$$v_{giff} = v_{gsi} - V_{PF} \quad (4)$$

### A. Modelado estático y dinámico

Generalmente la ecuación de la fuente de corriente no lineal drenador-fuente tiene la forma de la ecuación (5), donde  $f$  es una función no lineal que describe las características I/V y las tensiones intrínsecas  $V_{gsi}$  y  $V_{dsi}$  son sus argumentos.

$$I_{ds} = f(V_{gsi}, V_{dsi}) \quad (5)$$

Hay que señalar que la función  $f$  descrita en la ecuación (5) solamente reproduce las características DC o pulsada en un punto de polarización de la fuente de corriente  $I_{ds}$  y no las dos simultáneamente. La idea básica de la técnica propuesta es sustituir las variables independientes  $V_{gsi}$  y  $V_{dsi}$  (tensiones internas de control) por unas nuevas tensiones  $V_{gsit}$  y  $V_{dsit}$  ((6)-(9)) que lleven en cada instante información del punto de polarización y la tensión dinámica aplicada al transistor. La meta perseguida en este caso es que simplemente modificando las expresiones de las tensiones internas de control, manteniendo el valor de los parámetros encontrados a partir del ajuste en DC, la nueva expresión de  $I_{ds}$  sea capaz de simular no solo las características I/V en continua sino también en régimen dinámico (pulsada). La modificación presentada en las ecuaciones (6) a (9), incrementa en ocho el número de parámetros finales a tener en cuenta por el modelo con respecto a los utilizados en DC.

$$I_{ds} = f(V_{gsi\_bias}, V_{dsi\_bias}, V_{gsi}(t), V_{dsi}(t)) \equiv I_{ds} = f(V_{gsit}, V_{dsit}) \quad (6)$$

$$V_{gsit} = \alpha_1 \cdot V_{gsi\_rf} \cdot e^{\alpha_2 \cdot V_{dsi\_rf}} + \alpha_3 \cdot V_{dsi\_rf} \cdot e^{\alpha_4 \cdot V_{gsi\_rf}} + V_{gsi\_bias} \quad (7)$$

$$V_{dsit} = \left(1 + \alpha_5 \cdot V_{dsi\_rf} \cdot e^{\alpha_6 \cdot V_{gsi\_rf}} + \alpha_7 \cdot V_{gsi\_rf} \cdot e^{\alpha_8 \cdot V_{dsi\_rf}}\right) \cdot (V_{dsi\_rf} + V_{dsi\_bias}) \quad (8)$$

$$V_{gsi\_rf} = (V_{gsi}(t) - V_{gsi\_bias}); V_{dsi\_rf} = (V_{dsi}(t) - V_{dsi\_bias}) \quad (9)$$

Los parámetros  $\alpha_i$  ( $i=1,8$ ) son los parámetros de ajuste del modelo extraídos desde las medidas de las características I/V pulsadas.

### B. Modelado del efecto de la temperatura

Teniendo en cuenta que el modelado dinámico desarrollado toma como base las diferencias entre el punto dinámico de operación ( $V_{gsi}(t)$ ,  $V_{dsi}(t)$ ) y el estático de operación ( $V_{gsi\_bias}$ ,  $V_{dsi\_bias}$ ), la idea fundamental del modelado térmico presentado reside en el hecho de que, logrando simular de forma precisa la dependencia de las características I/V estáticas (DC) con la temperatura, las características dinámicas (pulsadas y/o RF) podrán ser simuladas sin necesidad de incluir la temperatura externa como parámetro dentro de las expresiones elegidas para el modelo dinámico. De hecho, la fuente de corriente  $I_{ds}$  tiene la forma de la ecuación (10). De esta forma suponemos que la variación de los distintos parámetros de la fuente no lineal  $I_{ds}$  presentan una variación con la temperatura externa según la ecuación (11).

$$I_{ds} = f(V_{gsi\_bias}, V_{dsi\_bias}, V_{gsi}(t), V_{dsi}(t), T) \quad (10)$$

$$p_i(T) = p_i(T_0) + k_i(T - T_0) \quad (11)$$

Siendo,  $p_i(T)$  es el parámetro “ $i$ ” del modelo ( $i=1,13$ ) a la temperatura  $T$ ,  $p_i(T_0)$  representa el mismo parámetro extraído a la temperatura de referencia ( $T_0=27^\circ\text{C}/300\text{K}$ ) y  $k_i$  son los parámetros responsables del comportamiento térmico del modelo (parámetros que modelan el efecto de la temperatura externa).

### C. Extracción de los parámetros del modelo

El proceso de extracción de los parámetros del modelo se lleva a cabo en tres pasos como se muestra en la figura 1. En primer lugar se extraen los parámetros de continua del modelo a partir de medidas de las características I/V en régimen de DC tomadas a temperatura ambiente  $T_0$ , esto es, se obtienen los parámetros  $p_i(T_0)$ . Una vez se tiene extraído el modelo de continua en  $T_0$  se procede a obtener los valores de los diferentes parámetros  $k_i$  responsables del

comportamiento en temperatura del modelo a partir de las medidas de las características I/V en DC tomadas en varias temperaturas. Por último, se procede a la extracción de los parámetros  $\alpha_i$  responsables del comportamiento dinámico del modelo a partir de las medidas de las características I/V pulsadas en  $T_0$ , tal y como se explicó anteriormente [5]. Todas las etapas de extracción se llevan a cabo mediante procesos de optimización utilizando un programa desarrollando en MATLAB.

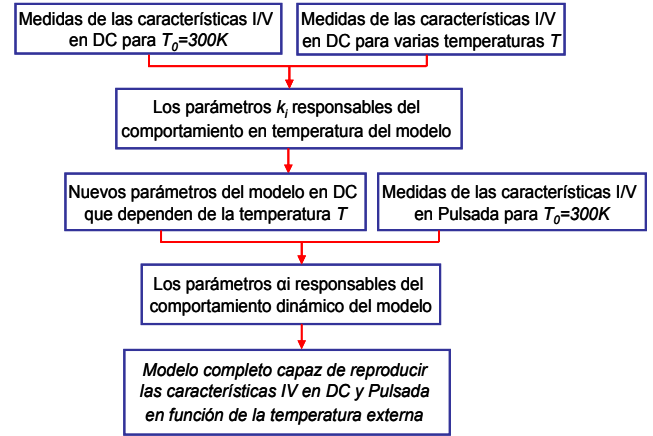


Fig. 1. Organigrama del proceso de extracción de los parámetros del modelo.

## III. SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para probar la validez del modelo propuesto, se ha aplicado la técnica al dispositivo MGF1923 (GaAs MESFET de Mitsubishi Semiconductor). Las medidas se han tomado en el rango de temperatura desde  $-70^\circ\text{C}$  hasta  $70^\circ\text{C}$ . En la Tabla 1 se muestran los valores de todos los parámetros del modelo de la fuente de corriente  $I_{ds}$  extraídos siguiendo el organigrama mostrado en la figura 1.

Parámetros DC		Parámetros térmicos	
$P_1$	$I_{ds} = 80.703 \text{ (mA)}$	$k_1$	$3.0863 \times 10^{-4}$
$P_2$	$V_P = -1.0006 \text{ (V)}$	$k_2$	$-4.9478 \times 10^{-3}$
$P_3$	$V_{PF} = 1.5865 \text{ (V)}$	$k_3$	$4.0932 \times 10^{-3}$
$P_4$	$\gamma = -0.2204$	$k_4$	$1.554 \times 10^{-4}$
$P_5$	$\chi = 2.5268$	$k_5$	$1.2362 \times 10^{-2}$
$P_6$	$\eta = 10.6678$	$k_6$	$7.0145 \times 10^{-2}$
$P_7$	$K_G = -0.0285 \text{ (V}^{-1}\text{)}$	$k_7$	$5.0438 \times 10^{-4}$
$P_8$	$S_L = 0.226$	$k_8$	$7.7293 \times 10^{-4}$
$P_9$	$S_S = 17.95 \text{ (mA/V)}$	$k_9$	$-4.8846 \times 10^{-5}$
$P_{10}$	$K_E = -0.9899 \text{ (V}^{-1}\text{)}$	$k_{10}$	$8.3934 \times 10^{-4}$
$P_{11}$	$E = -0.9181$	$k_{11}$	$1.7394 \times 10^{-4}$
$P_{12}$	$\mu = 0.8186$	$k_{12}$	$-1.7036 \times 10^{-3}$
$P_{13}$	$\delta = 0.3714$	$k_{13}$	$-1.7808 \times 10^{-3}$
Parámetros dinámicos			
$\alpha_1$	$9.8939 \times 10^{-1}$	$\alpha_5$	$-4.5091 \times 10^{-2}$
$\alpha_2$	$-2.4732 \times 10^{-3}$	$\alpha_6$	$-5.5353 \times 10^{-2}$
$\alpha_3$	$2.7744 \times 10^{-2}$	$\alpha_7$	$-3.8011 \times 10^{-2}$
$\alpha_4$	$-1.2316 \times 10^{-3}$	$\alpha_8$	$-3.3709 \times 10^{-1}$

Tabla 1. Valores de los parámetros del modelo de la fuente  $I_{ds}$  para el transistor MGF1923.

A partir de los parámetros extraídos (Tabla 1), es posible realizar simulaciones que pongan de manifiesto la validez del modelo presentado. A continuación se presentan los resultados de dichas simulaciones en diferentes puntos de polarización para varias temperaturas.

En las figuras 2, 3 y 4 se muestran los resultados obtenidos en las medidas y en la simulación de las características I/V en DC para las temperaturas  $-70^\circ\text{C}$ ,  $27^\circ\text{C}$  y  $70^\circ\text{C}$  respectivamente. En todas las

gráficas se muestra el excelente grado de acuerdo entre las medidas y los resultados que proporciona el modelo.

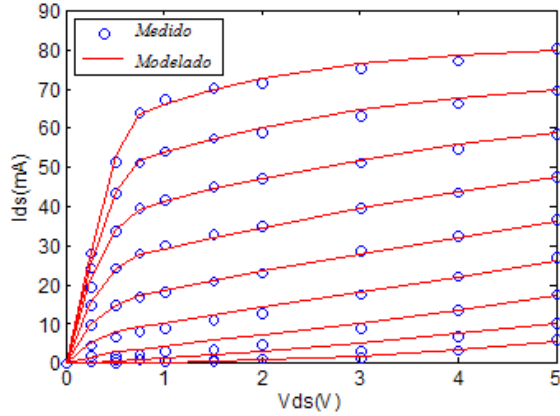


Fig. 2. Características I/V en régimen de DC en  $-70^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ).

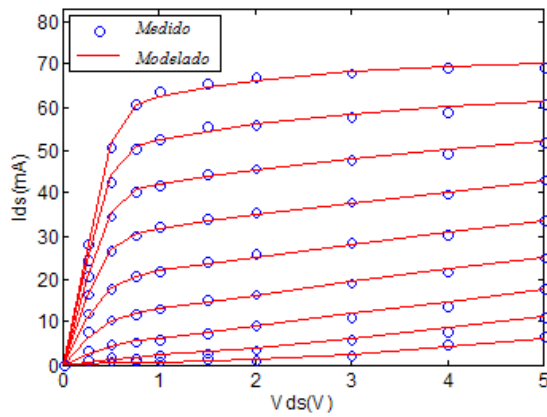


Fig. 3. Características I/V en régimen de DC en  $+27^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ).

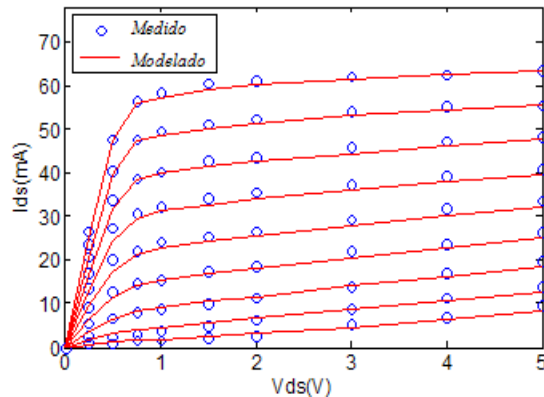


Fig. 4. Características I/V en régimen de DC en  $+70^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ).

Como validación en régimen dinámico, en las gráficas de las figuras 5, 6 y 7 se presentan los resultados simulados y medidos del comportamiento en régimen pulsado en función de la temperatura para los puntos de polarización ( $V_{gs\_bias} = -0.4\text{V}, V_{ds\_bias} = 2\text{V}$ ), ( $V_{gs\_bias} = -1.6\text{V}, V_{ds\_bias} = 5\text{V}$ ) y ( $V_{gs\_bias} = -1\text{V}, V_{ds\_bias} = 3\text{V}$ ) respectivamente. En todas estas gráficas es posible observar que los resultados que el modelo predice se ajustan de forma excelente al comportamiento real del dispositivo.

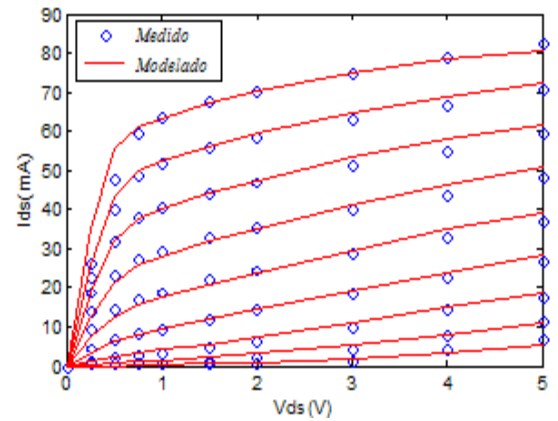


Fig. 5. Características I/V en régimen de pulsada en  $-70^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ), ( $V_{gs\_bias} = -0.4\text{V}, V_{ds\_bias} = 2\text{V}$ ).

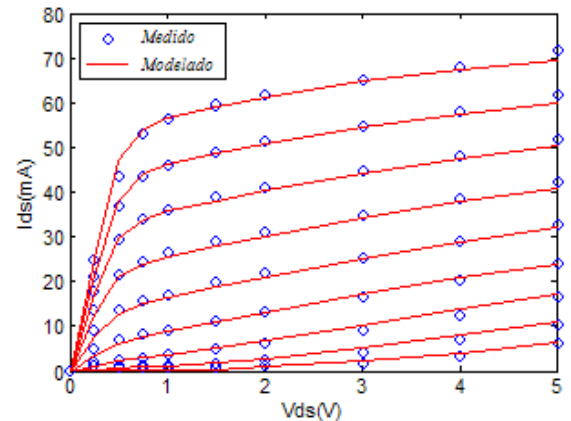


Fig. 6. Características I/V en régimen de pulsada en  $+27^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ), ( $V_{gs\_bias} = -1.6\text{V}, V_{ds\_bias} = 5\text{V}$ ).

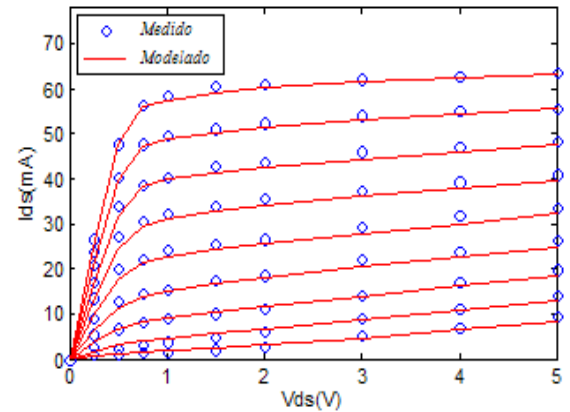


Fig. 7. Características I/V en régimen de pulsada en  $+70^{\circ}\text{C}$  para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde  $-1.6\text{V}$  hasta  $0\text{V}$  con paso de  $0.2\text{V}$ ), ( $V_{gs\_bias} = -1\text{V}, V_{ds\_bias} = 3\text{V}$ ).

#### IV. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO

Para probar la convergencia del modelo, se ha implementado en el simulador comercial ADS de Agilent Technologies para simular las características I/V tanto en régimen de DC como de pulsada. Para ello se utilizó la herramienta SDD (Symbolically Defined Devices) que ofrece este simulador para implementar modelos no lineales (Fig. 8). Para extraer los componentes de DC y dinámicos de la señal total aplicada al transistor, se han utilizado dos redes R-C serie en la entrada y la salida del modelo, RgT-CgT y RdT-CdT respectivamente. Las figuras 9 y 10 representan los resultados de las simulaciones de las características I/V en DC y pulsada

obtenidos por simulación con ADS. Ambas gráficas muestran el gran grado de acuerdo entre las medidas y la simulación. Notar que no se encontró ningún problema de convergencia a la hora de simulación.

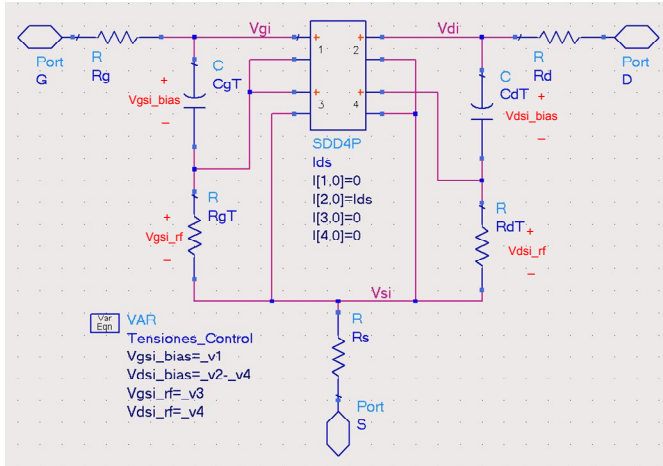


Fig. 8. Implementación del modelo  $I_{ds}$  en el simulador ADS.

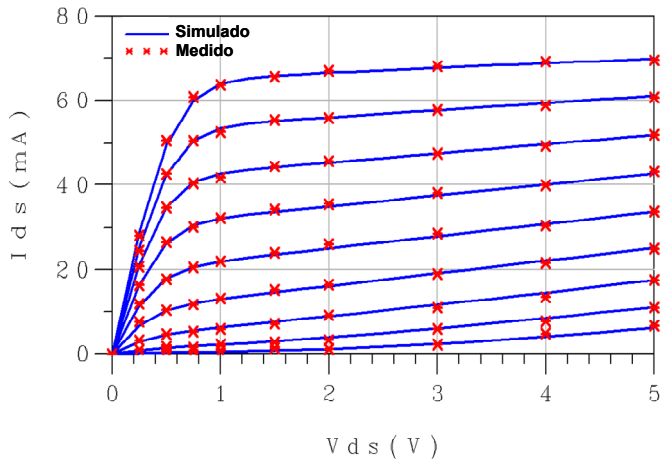


Fig. 9. Características I/V (simuladas en ADS) en régimen de DC en +27°C para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde -1.6V hasta 0V con paso de 0.2V).

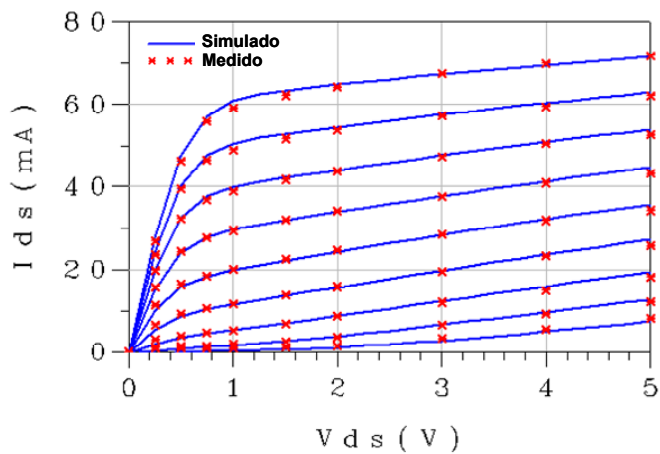


Fig. 10. Características I/V (simuladas en ADS) en régimen pulsado en +27°C para el transistor MGF1923 de Mitsubishi ( $V_{gs}$ : desde -1.6V hasta 0V con paso de 0.2V), ( $V_{gs\_bias}=-0.4V$ ,  $V_{ds\_bias}=3V$ ).

Las resistencias de acceso  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  (Fig. 8) son necesarias para determinar las tensiones intrínsecas  $V_{gsi}$  y  $V_{dsi}$  puesto que la fuente  $I_{ds}$  está controlada por ellas y no por las extrínsecas  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ . En este trabajo, los valores de estas resistencias se han calculado previamente mediante la extracción lineal a partir de las medidas Scattering [7] y tienen los valores siguientes,  $R_g=1.82\Omega$ ,  $R_d=1.58\Omega$ ,  $R_s=1.52\Omega$ .

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha desarrollado un modelo gran señal de la fuente de corriente  $I_{ds}$  de los transistores GaAs MESFET/HEMT de microondas que permite reproducir su comportamiento estático y dinámico gran señal teniendo en cuenta los efectos de la temperatura ambiente. Este modelo de fuente única permite el modelado de los efectos dispersivos de segundo orden que tiene lugar este tipo de dispositivos. Todos los parámetros del modelo se extraen a partir de las medidas de las características I/V en régimen de DC para varias temperaturas y las características I/V en régimen de pulsada en algunos puntos de polarización pero solamente en la temperatura de referencia.

Como concepto fundamental se ha implementado el modelo en el simulador comercial ADS para probar tanto la capacidad de las redes R-C utilizadas para extraer los componentes DC y RF de la señal total aplicada al transistor como la convergencia del mismo.

Por último, destacar que los resultados obtenidos por simulación del modelo implementado y su comparación con las medidas, ponen de manifiesto la validez tanto del circuito equivalente del modelo como de la metodología de extracción propuestos.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren expresar su agradecimiento al proyecto TEC2005-07985-C03-01, Ministerio de Educación y Ciencia, dentro del cual se han obtenido los resultados presentados en este artículo. Igualmente queremos hacer constar nuestra gratitud a la AECID a través de su programa "Becas para Extranjeros no Iberoamericanos para Estudios de Postgrado, Doctorado y Postdoctorado en Universidades y Centros Superiores en España".

## REFERENCES

- [1] H. M. W. Pospieszalski, "Extremely Low-Noise Amplification with Cryogenic FETs and HEMTs: 1970-2004," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, pp. 62-75, Sept. 2005.
- [2] J. R. Tellez, B. P. Stothard and C. Galvan, "Comparison of temperature models for the drain current of MESFET's," *IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Syst.*, vol. 151, no. 8, pp. 968-976, Aug. 1996.
- [3] T. Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón and A. Mediavilla, "Extracting a Bias-Dependent Large signal MESFET Model from Pulsed I/V Measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 44, pp. 372-378, Mar. 1996.
- [4] K. Koh, H. M. Park and S. Hong, "A spline large-signal FET model based on bias-dependent pulsed I-V measurement," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 50, no. 11, pp. 2598-2603, Nov. 2002.
- [5] M. Chaibi, J. L. Cano, T. Fernández and M. Aghoutane, "Estudio y Mejora de Modelos dispersivos Avanzados gran señal para la Corriente  $I_{ds}$  en Transistores GaAs MESFET y HEMT," *XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2007)*, 19-21 Septiembre 2007, Tenerife, España.
- [6] T. Fernández, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla, J. C. Pedro and J. L. García, "Accurately modeling the drain to source current in recessed gate P-HEMT devices," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 557-559, Nov. 1999.
- [7] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, Jul. 1988.